

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**



KOREAN PATENT ABSTRACTS(KR)

Document Code:A

(11) Publication No.1020010054456 (43) Publication.Date. 20010702

(21) Application No.1019990055272 (22) Application Date. 19991206

(51) IPC Code:

H04B 1/69

(71) Applicant:

LG INFORMATION & COMMUNICATIONS LTD.

(72) Inventor:

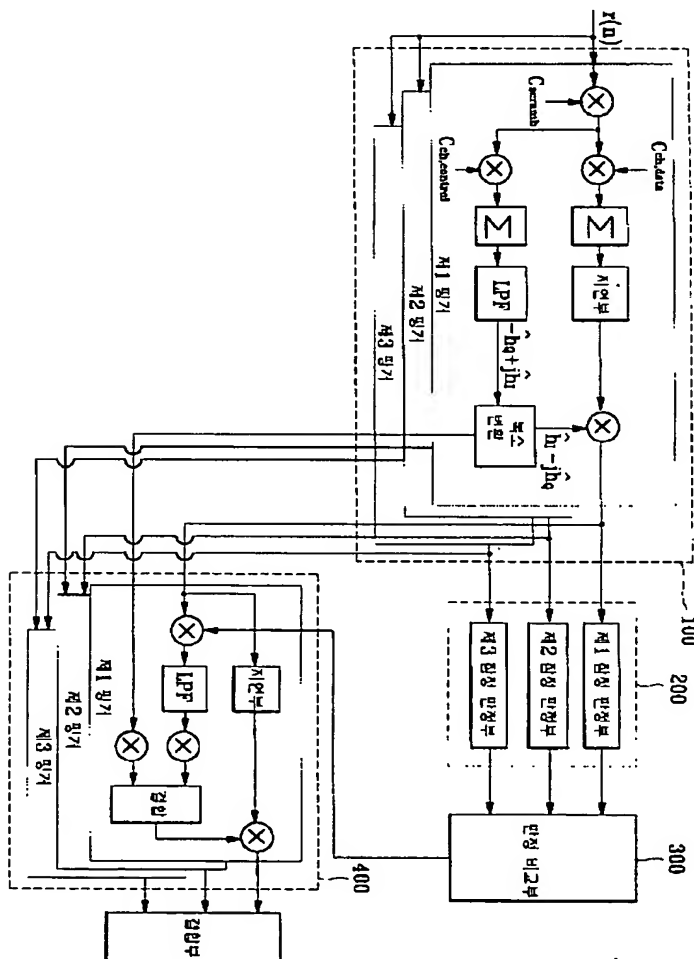
LEE, HUI JUN

(30) Priority:

(54) Title of Invention

CHANNEL ESTIMATION METHOD AND APPARATUS THEREOF

Representative drawing



(57) Abstract:

PURPOSE: A channel estimation method and an apparatus thereof is provided to increase the accuracy of a temporary decision to compensate data symbols, in case that a receiving side in an advanced mobile communication system uses a pilot channel and a data channel for channel estimation at the same time, and to estimate a continuously varying channel more exactly.

CONSTITUTION: The first channel estimation unit(100) executes a primary channel estimation using the pilot symbols received through a multi-path channel. A temporary decision unit(200) calculates a temporary decision value for a data symbol received through each path using a channel estimation value for each path. A decision comparison unit(300)

compares each of the temporary decision values calculated at the temporary

decision unit(200) and outputs a demodulation reference of a data symbol having identical temporary decision values. The second channel estimation unit(400) demodulates each of the relevant data symbols according to the demodulation references provided from the decision comparison unit(300) and executes a secondary channel estimation using this demodulated data symbols and the pilot symbols.

COPYRIGHT 2001 KIPO

if display of image is failed, press (F5)

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) Int. Cl. ⁷ H04B 1/69		(45) 공고일자 (11) 등록번호 (24) 등록일자	2003년06월02일 10-0386569 2003년05월23일
(21) 출원번호	10-1999-0055272	(65) 공개번호	특2001-0054456
(22) 출원일자	1999년12월06일	(43) 공개일자	2001년07월02일
(73) 특허권자	엘지전자 주식회사		
(72) 발명자	서울특별시 영등포구 여의도동 20번지 LG트윈타워 이희준		
(74) 대리인	서울특별시강남구대치2동미도아파트109동506호 김용인, 심창섭		

심사관 : 정재우

(54) 채널 추정 방법 및 장치

요약

본 발명은 이동통신에 관한 것으로, 특히 차세대 이동통신 시스템의 수신측에서 파일럿채널과 데이터채널을 동시에 이용하여 계속 변해 가는 채널을 보다 정확하게 추정할 수 있도록 한 방법 및 그에 대한 장치에 관한 것이다.

이에 대해 본 발명에서는 차세대 이동통신 시스템의 수신측에서 파일럿채널 및 데이터채널을 동시에 채널 추정에 이용하고자 할 때 데이터 심볼을 보상하기 위한 잠정 판정의 정확도를 높이고, 이를 통해 계속 변해 가는 채널을 보다 정확하게 추정할 수 있도록 한 방법 및 장치를 제공한다.

대표도

도6

색인어

채널 추정(channel estimation), 전용물리데이터채널(DPDCH), 전용물리제어채널(DPCCH)

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 일반적인 상향링크 송신기의 일부 구조를 나타낸 도면.

도 2는 일반적인 상향링크 수신기의 일부 구조를 나타낸 도면.

도 3은 종래 기술에서 이동 평균에 의해 채널을 추정할 때, 정량 분석에 의한 비트 오류율(BER)을 나타낸 그래프.

도 4는 종래 기술에서 이동 평균에 의해 채널을 추정할 때, 정량 분석에 의한 비트 오류율(BER)과 시뮬레이션에 의한 비트 오류율(BER)을 비교한 그래프.

도 5는 본 발명에 따라 파일럿채널과 데이터채널을 동시에 이용하여 채널을 추정하는 장치 구성을 나타낸 블록도.

도 6은 본 발명의 채널 추정 방법에서 잠정 판정값 결정을 설명하기 위한 도면.

도 7은 각 채널 추정 기법에 따른 잠정 판정값의 오차 비율을 나타낸 그래프.

도 8은 하나의 예로써, 채널을 추정에 의한 비트 오류율(BER)을 나타낸 그래프.

도 9는 다른 예로써, 채널을 추정에 의한 비트 오류율(BER)을 나타낸 그래프.

도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명

100 : 제1 채널 추정부

200 : 잠정 판정부

300 : 판정값 비교부

400 : 제2 채널 추정부

500 : 결합부(Combiner)

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 이동통신에 관한 것으로, 특히 차세대 이동통신 시스템의 수신측에서 파일럿채널과 데이터채널을 동시에 이용하여 계속 변해 가는 채널을 보다 정확하게 추정할 수 있도록 한 방법 및 그에 따른 장치에 관한 것이다.

일반적으로 3세대 공동 프로젝트(Third Generation Partnership Project : 이하, 3GPP 라 약칭함)가 제안하고 있는 비동기 방식의 차세대 이동통신 시스템에서는 상향링크채널 및 하향링크채널에서 모두 코히어런트(Coherent) 방식을 채택하고 있다.

이 때문에 차세대 이동통신 시스템의 수신측에서는 페이딩 채널의 위상과 진폭의 특성을 보상하는 채널 추정 기법이 필수적으로 사용된다.

코히어런트 방식의 수신기를 구현하기 위해서는 기지국(BS : Base station)과 이동국(MS : Mobile station) 간에 미리 약속된 파일럿(pilot)을 송수신 한다. 이 때 수신기가 미리 약속된 파일럿을 수신해 보면, 사용된 채널의 위상과 진폭의 특성을 추출해 낼 수 있으며, 이를 이용하여 데이터 심볼(data symbol)의 왜곡을 보상한다. 이와 같이 기존에는 파일럿만을 채널 추정(channel estimation)에 이용하였다.

여기서 파일럿은 두 가지 방식에 의해 첨가되어 전송되는데, 그 중 하나는 시간분할 다중(TDM : Time Division Multiplexing) 형태로 파일럿을 삽입하여 전송하는 파일럿 심볼에 의한 방식(pilot symbol aided techniques)이 있으며, 다른 하나는 코드분할 다중(CDM : Code Division Multiplexing) 형태로 파일럿과 데이터를 혼합하여 전송하는 파일럿채널에 의한 방식(pilot channel aided techniques)이 있다. 여기서 말하는 파일럿채널은 전용물리제어채널(DPCCH)의 일부분으로 실제적으로는 전용물리제어채널(DPCCH)의 파일럿 필드를 의미한다.

3GPP의 하향링크채널은 시간분할 다중(TDM) 방식으로 파일럿이 삽입되며, 상향링크채널은 코드분할 다중(CDM) 방식으로 파일럿채널이 추가된다.

이를 위한 종래의 상향링크 송신기의 구성을 이하 설명한다.

도 1은 일반적인 상향링크 송신기의 일부 구조를 나타낸 도면이다.

도 1에 도시된 상향링크 송신기는 3GPP 무선 접속 네트워크(RAN) 규격에 따른 상향링크 전용물리채널(DPCH : Dedicated Physical Channel)에 대한 확산 및 스크램블을 위한 것이다.

상향링크 전용물리채널(DPCH)은 데이터 전송을 위한 전용물리데이터채널(DPDCH)과 파일럿을 포함한 제어 신호 전송을 위한 전용물리제어채널(DPCCH)이 각각 I채널 지류와 Q채널 지류로 나뉜다.

I채널 지류의 전용물리데이터채널(DPDCH)과 Q채널 지류의 전용물리제어채널(DPCCH)은 각각 두 개의 서로 다른 채널화 코드(channelization code)(W_0, W_c)에 의한 칩율(chip rate)로 확산된다.

각 채널 지류에서 두 채널은 합산되어 실수와 허수가 더해진 복소 형태를 지니게 되며, 이후 다시 특정한 복소 스크램블링 코드(Complex Scrambling Code)인 C_{Scramb} 에 의해 복소 스크램블링 된다.

복소 스크램블링된 신호는 이후 실수부분(Real)과 허수부분(Imag)으로 분리되어 각각의 반송파에 실려 전송된다.

이 경우 송신기에서 전송되는 신호 $s(t)$ 는 다음 식 1이 된다.

$$s(t) = [E_i W(t) + j E_q W(t)] \sum_{l=1}^L c_l(t) \quad \text{식 1}$$

상기한 식 1에서 t 를 칩 타임 인덱스, i 를 심볼 인덱스라 하고, 복소 스크램블링 코드가 " $C_{Scramb}(t) = C_i(t) + j C_q(t)$ "이다. 또한 전용물리데이터채널(DPDCH)의 채널화 코드는 $W_0(t)$ 이며 전용물리제어채널(DPCCH)의 채널화 코드는 $W_c(t)$ 이다. β 는 파일럿채널 대 데이터채널 전력비율(PDR : Pilot to Data channel power Ratio)이다.

상기한 식 1의 전송신호에 대한 시변 다중경로 채널(time-varying multi-path channel)의 임펄스 응답은 다음 식 2와 같다.

$$h(t) = \sum_{p=1}^P a_p(t) e^{-j\phi_p(t)} e^{j2\pi f_{D,p} t} \quad \text{식 2}$$

상기한 식 2에서 p 는 다중경로를 나타내는 인덱스이며, 그 밖의 요소들 $a_p(t)$ 는 p 번째 다중경로의 실제 진폭, $\phi_p(t)$ 는 p 번째 다중경로의 지연, $f_{D,p}$ 는 p 번째 다중경로의 위상, $f_{D,p}$ 는 p 번째 다중경로의 도플러 쉬프트(doppler shift)이다.

p 번째 다중경로의 채널응답을 기저대역으로 표현하면, 다음 식 3과 같이 단순화할 수 있다.

$$h_p(t) = h_p^0 e^{-j\phi_p(t)} e^{j2\pi f_{D,p} t} \quad \text{식 3}$$

여기서 α 는 채널 추정에서 보상해야 할 위상값이다.

p번째 다중경로의 수신신호를 기저대역으로 표현하면 다음 식 4와 같이 되며, 식 4에서 칩 단위의 잡음 신호인 $n_c(n)$ 의 전력은 σ_n^2 이다.

이때, α 는 채널 추정에서 보상해야 할 위상값이다.

도 2는 일반적인 상향링크 수신기의 일부 구조를 나타낸 도면이다.

도 2의 수신기로 입력되는 다중경로를 통한 수신신호 $r(n)$ 은 특정한 복소 디스크램블링 코드인 $C_{descramb}$ 에 의해 디스크램블링(descrambling) 된다.

디스크램블링된 수신신호는 각각 I채널 지류와 Q채널 지류로 나뉜다.

I채널 지류의 데이터채널과 Q채널 지류의 파일럿채널은 각각 두 개의 서로 다른 채널화 코드(channelization code)($C_{ch,data}$, $C_{ch,control}$)에 의해 역확산된다.

이후 파일럿채널에 대해 역확산된 파일럿 심볼을 이동 평균(Moving average)한 후 $-j$ 를 곱하면 채널 추정값이 구해진다.

다음 역확산된 데이터채널의 데이터 심볼에 대한 이동 평균(Moving average) 채널 추정값은 파일럿 심볼에 의한 채널 추정값에 공액(conjugation)을 취한 값으로 정할 수 있다.

이 때 채널 추정 오차에 대한 평균 스퀘어 오차(mean square error)를 계산하여 데이터채널의 왜곡을 보상하는데 적용하는데, 보통 채널 추정 오차는 항상 존재한다고 볼 수 있다. 따라서 실질적인 비트 오류율(BER)을 구하기 위해서는 채널 추정 오차에 의해 손실되는 신호 대 간섭 비율(SIR_{loss})을 계산하여 평균 신호 대 잡음 비율(SNR)에 반영한다.

이러한 경우에 비트 오류율(BER)을 정량 분석(analysis)하면 각각의 다중경로 수에 따라 도 3과 같은 결과가 나온다.

또한 시뮬레이션(Simulation) 결과와 상기한 정량 분석 결과를 비교해 보면 도 4와 같은 결과가 나온다. 이 때 핑거(finger=다중경로)의 수는 3개, 4개인 경우이며, 약 0.5dB~1.0dB 정도의 오차가 있음을 알 수 있다.

이 때 시뮬레이션 결과의 경우는 실제 각 다중경로 간에 적교성이 깨져, 다중경로 간의 간섭현상이 반영되므로 이러한 성분 왜곡을 더 심하게 만든다. 이 때문에 비트 오류율(BER)이 좀더 나빠지는 것으로 해석할 수 있다.

그런데 파일럿채널과 데이터채널을 함께 이용하여 채널을 추정하는 경우에는, 상기와 같이 먼저 파일럿만을 이용하여 이동 평균에 의한 각 핑거의 초기 채널 추정(1차 채널 추정)을 수행한 다음 1차 채널 추정에 의해 구해진 채널 추정값으로 데이터 심볼을 보정한 후 각 데이터를 잠정적으로(temporary) 판정(decision) 하였다.

그 다음 각 핑거의 잠정 판정값을 데이터 심볼 복조의 기준으로 하여 해당 각 핑거의 데이터를 복조(demodulation)하고 복조된 데이터 심볼 및 파일럿 심볼을 동시에 이용하여 다시 2차 채널 추정을 수행하였다.

이렇게 파일럿채널과 데이터채널을 모두 이용하여 채널을 추정하는 것은, 전용물리제어채널(DPCCH)의 전력이 전용물리데이터채널(DPDCH)의 전력보다 작기 때문이다.

그러나 이와 같이 2차 채널 추정에서 데이터채널을 그냥 이용할 경우 잠정 판정(temporary decision)의 정확도에 문제가 생기므로, 전용물리제어채널(DPCCH)의 파일럿만을 이용하는 경우와 비교하여 탁월한 이득 상승이 없다.

다시 말하자면, 이동 평균에 의한 초기 채널 추정에서 구해진 채널 추정값으로 데이터 심볼을 보정한 후 잠정 판정을 수행하는 기존의 경우에는, 잠정 판정값에 대한 정확도를 검증하지 않음으로 인해 각 핑거에서의 판정값 오류를 보상해 줄 수 없다는 것이다. 이 때문에 상기 2차 채널 추정에서 파일럿 심볼과 함께 이용되는 데이터 심볼이 잘못된 복조 기준에 의해 복조될 수 있다는 것이다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

본 발명의 목적은 상기한 점을 감안하여 안출한 것으로, 차세대 이동통신 시스템의 수신측에서 파일럿채널 및 데이터채널을 동시에 채널 추정에 이용하고자 할 때 데이터 심볼을 보상하기 위한 잠정 판정의 정확도를 높이고, 이를 통해 계속 변해 가는 채널을 보다 정확하게 추정할 수 있도록 한 방법 및 장치를 제공한다.

상기한 목적을 달성하기 위한 본 발명에 따른 채널 추정 방법의 특징은, 다중경로 채널을 통해 수신된 파일럿 심볼을 이용하여 1차 채널 추정을 수행하는 단계와, 상기 수행된 1차 채널 추정에 의한 채널 추정값을 이용하여 각 경로를 통해 수신된 데이터 심볼들에 대한 각 핑거의 잠정 판정값을 계산하는 단계와, 상기 계산된 잠정 판정값 중에서 동일 타이밍에 해당하는 상기 계산된 각 핑거의 잠정 판정값을 비교하는 단계와, 상기 동일 타이밍에 해당하는 상기 계산된 각 핑거의 잠정 판정값 중 동일한 잠정 판정값이 설정된 개수 이상인 경우 해당 데이터 심볼에 대하여 2차 채널 추정을 수행하는 단계로 이루어진

다.

바람직하게는, 상기 2차 채널 추정을 수행하는 단계는 상기 동일 타이밍에 해당하는 상기 계산된 각 장정 판정값 중 동일한 장정 판정값이 상기 다중 경로에 대해 모두 일치하는 경우 해당 데이터 심볼에 대하여 상기 2차 채널 추정이 수행된다.

또한 상기한 목적을 달성하기 위한 본 발명에 따른 채널 추정 장치의 특징은, 다중경로 채널을 통해 수신된 파일럿 심볼을 이용하여 1차 채널 추정을 수행하는 제1 채널 추정부와, 상기 제1 채널 추정부의 각 경로별 채널 추정값을 이용하여 각 경로를 통해 수신된 데이터 심볼들에 대한 각 장정 판정값을 계산하는 복수개의 장정 판정부와, 상기 복수개의 장정 판정부에서 계산된 각 장정 판정값 중 동일 타이밍에 계산된 장정 판정값을 비교하고, 상기 비교 결과 동일한 장정 판정값을 갖는 경우에 해당 장정 판정값을 데이터 심볼의 복조 기준으로 출력하는 판정값 비교부와, 상기 판정값 비교부에서 제공된 복조 기준에 따라 해당 데이터 심볼을 복조하고, 상기 복조된 데이터 심볼과 상기 파일럿 심볼을 함께 이용하여 2차 채널 추정을 수행하는 제2 채널 추정부로 구성된다.

발명의 구성 및 작용

이하 본 발명에 따른 채널 추정 방법 및 장치를 첨부된 도면을 참조하여 설명한다.

도 5는 본 발명에 따라 파일럿채널과 데이터채널을 동시에 이용하여 채널을 추정하는 장치 구성을 나타낸 블록도이다.

도 5를 참조하면, 일단 제1 채널 추정부(100)로 입력되는 다중경로를 통한 수신신호 $r(n)$ 은 특정한 복소 디스크램블링 코드인 $C_{descramb}$ 에 의해 디스크램블링(descrambling) 된다.

디스크램블링된 수신신호 $r'(n)$ 는 다음 식 5가 된다.

$$r'(n) = r(n) \cdot C_{descramb} = \sum_{i=0}^{N-1} X_{0,i} H_{0,i}(n) + h_{p,i}^* u_p^*(n) \quad (5)$$

식 5에서 전용물리제어채널(DPCCH)의 파일럿 필드(pilot field)는 $X_{0,i}=1$ 이므로, 이를 이용하면 채널 추정이 가능하다.

디스크램블링 이후 I채널 종류의 전용물리데이터채널(DPDCH)과 Q채널 종류의 전용물리제어채널(DPCCH)은 각각 두 개의 서로 다른 채널화 코드($C_{ch,data}$, $C_{ch,control}$)에 의해 역확산된다.

전용물리제어채널(DPCCH)에 대해 역확산하면 다음 식 6이 된다.

$$r_p(n) = \frac{1}{N_p} \sum_{i=0}^{N_p-1} r'(n) H_{p,i}(n) = h_{p,i}^* \quad (6)$$

이 때 $r_p(n)$ 을 다음 식 7과 같이 정의하면, 다음 식 8이 된다.

$$r_p(n) = \frac{1}{N_p} \sum_{i=0}^{N_p-1} u_p(n) C_{ch,control}(n) H_{p,i}(n)$$

$$u_p(n) = \frac{r_p(n)}{C_{ch,control}(n)} = \frac{h_{p,i}^*}{N_p}$$

이후 상기한 식 6을 상관블록에서 이동 평균(Moving average)한 후 "-j"를 곱하면 다음 식 9와 같은 채널 추정값이 구해진다.

$$h_{p,i} = \frac{(-j)}{2K+1} \sum_{k=-K}^K r_p(n-k) = \frac{1}{2K+1} \sum_{k=-K}^K |h_{p,i}| = |h_{p,i}| \quad (9)$$

다음 역확산된 전용물리데이터채널(DPDCH)의 데이터 심볼은 상기한 식 9의 채널 추정값에 공액(conjugation)을 취한 값으로 보상되기 때문에, 상기한 식 6에 "-j"를 곱하고 공액을 취하는 연산을 모두 고려하면 도 2의 복소 변환부(Re,Im exchange)에서의 연산과 동일하다.

전용물리데이터채널(DPDCH)에 대해 역확산하면 다음 식 10이 된다.

$$r_d(n) = \frac{1}{N_d} \sum_{i=0}^{N_d-1} r'(n) H_{d,i}(n) = h_{d,i}^* X_{d,i} \quad (10)$$

이 때 $\hat{h}_{p,n}$ 를 다음 식 11과 같이 정의하면, 다음 식 12가 된다.

$$\hat{h}_{p,n} = \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} h_{p,n}^{(i)} \quad (11)$$

$$\text{var}(\hat{h}_{p,n}) = \frac{\sigma_h^2}{N_p} \quad (12)$$

상기한 식 9에 의해 구해진 전용물리데이터채널(DPDCH)에 대한 이동 평균(Moving average) 채널 추정값은 다음 식 13과 같이 모델링할 수 있다.

$$h_{p,n} = \hat{h}_{p,n} + e_{p,n}^h \quad (13)$$

상기한 식 13에서 채널 추정 오차 $e_{p,n}^h$ 는 사용되는 채널 추정 기법에 따라 달라지는 변수이다. 이 때 채널 추정 오차에 대한 평균 스퀘어 오차(mean square error)인 $\sigma_{e_{p,n}^h}^2$ 은 다음 식 14와 같이 나타낼 수 있다.

$$\sigma_{e_{p,n}^h}^2 = E\{|e_{p,n}^h|^2\} = E\{|h_{p,n} - \hat{h}_{p,n}|^2\} \quad (14)$$

또한 상기한 식 13에서 전용물리데이터채널(DPDCH)의 왜곡을 보상하면 다음 식 15가 되며, 이 때 식 15의 $\hat{h}_{p,n}$ 의 평균은 다음 식 16이다.

$$\hat{h}_{p,n} = \hat{h}_{p,n} + \hat{h}_{p,n} \quad (15)$$

$$E\{\hat{h}_{p,n}\} = E\{h_{p,n}\} = h_{p,n} \quad (16)$$

p번째 다중경로에서의 신호성분 오차는 다음 식 17이 되며, 이때는 식 18과 같이 $\sigma_{e_{p,n}^h}^2$ 를 구해야 계산 가능하다.

$$E\{|e_{p,n}^h|^2\} = E\{|h_{p,n} - \hat{h}_{p,n}|^2\} = E\{|h_{p,n}|^2\} + E\{|\hat{h}_{p,n}|^2\} - 2E\{h_{p,n} \hat{h}_{p,n}^*\} \quad (17)$$

$$\sigma_{e_{p,n}^h}^2 = E\{|e_{p,n}^h|^2\} = \frac{1}{(2K+1)^2} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^K R[k-m] - \frac{2}{(2K+1)} \sum_{k=1}^K R[k] + \frac{\sigma_h^2}{(2K+1)} \quad (18)$$

상기한 식 18은 상기한 식 9의 이동 평균에 의해 채널을 추정하는 경우, 채널 추정 오차에 대한 평균 스퀘어 오차(mean square error)를 구하는 식이다.

이 경우에는 $R[j]$ 는 다음 식 19로 정의되는 상관 함수이다. 이때 $R[j]$ 에는 도플러 주파수 f_d 에 의한 채널 왜곡 성분이 반영된다.

$$R[j] = \sum_{i=1}^K R[h_{p,n}^{(i)}, h_{p,n}^{(i)}] \quad (19)$$

이 때 채널 정보를 정확히 아는 이상적인 경우에 비트 오류율(BER : Bit Error Rate) P_b 는 다음 식 20과 같으며, 이는 채널의 지연에 따른 함수가 된다.

$$P_b = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^K \left(1 - \sqrt{1 - \frac{\gamma_i}{1 + \gamma_i}} \right) \quad (20)$$

이 때 γ 는 다음 식 21로 정의되는 p번째 다중경로의 평균 신호 대 잡음비율(SNR : Signal to Noise

Ratio)이며, γ 는 다음 식 22이다.

$$\gamma = \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{1}{\sum_{l=1}^L |h_l|^2}$$

$$\gamma = \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{1}{\sum_{l=1}^L |h_l|^2}$$

이상적인 경우가 아닌 일반적인 경우에는, 채널 추정에 의한 오차가 존재한다. 따라서 실제의 비트 오류율(BER)을 구하기 위해서는 채널 추정 오차에 의해 손실되는 신호 대 간섭 비율(SIR_{loss})을 계산하여 평균 신호 대 잡음 비율(SNR) γ 에 반영한다.

이상적인 경우는 채널 추정 오차 ϵ 가 0인 경우이므로, 손실되는 신호 대 간섭 비율(SIR_{loss})은 다음 식 23에 의해 계산된다.

$$SIR_{loss} = \frac{SIR_{ideal} - SIR_{loss}}{SIR_{loss}} = \frac{E[|h_l|^2] \cdot \sigma_{\epsilon}^2}{E[|h_l|^2] \cdot (\sigma_{\epsilon}^2 + \sigma_{\eta}^2) + \sigma_{\eta}^2 \cdot \sigma_{\epsilon}^2}$$

그러므로 각 다중경로의 γ 를 다음 식 24로 바꾸어 상기한 식 20에 반영하면 이동 평균에 의한 채널 추정 오차를 비트 오류율(BER)에 반영할 수 있다.

$$\gamma = \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{1}{\sum_{l=1}^L |h_l|^2} \cdot SIR_{loss}$$

현재 3GPP의 상향링크채널이 128kbps인 경우의 예를 들자면, 상기 나열된 식들에서 (2K+1)은 10비트가 되며, 전용물리제어채널(DPCCH)에 대한 확산인자(SF_C)는 256, 전용물리데이터채널(DPDCH)에 대한 확산인자(SF_D)는 8이 된다.

이 때 파일럿채널 대 데이터채널 전력비율(PDR) β 를 -6dB로 둔다면, 다음 식 25와 같은 관계가 성립한다.

$$\beta = \frac{P_{pilot}}{P_{data}}$$

결국 상기와 같이 제1 채널 추정부(100)에서는 파일럿만을 이용하여 이동 평균에 의한 각 핑거의 초기 채널 추정(1차 채널 추정)을 수행한 다음 1차 채널 추정에 의해 구해진 채널 추정값으로 데이터 심볼을 보상한다.

이 후 본 발명의 잠정 판정부(200)에서는 왜곡이 보상된 각 핑거의 데이터 심볼들을 잠정적으로(temporary) 판정(decision)한다. 그 다음 제2 채널 추정부(400)에서는 각 핑거의 잠정 판정값을 데이터 심볼 복조의 기준으로 하여 해당 각 핑거의 데이터를 복조(demodulation)하고 복조된 데이터 심볼 및 파일럿 심볼을 동시에 이용하여 다시 2차 채널 추정을 수행한다.

이 때 식 15와 같이 초기 채널 추정에 의해 데이터 심볼을 보상한 후 잠정 판정(temporary decision)한 추정값은 다음 식 26이다.

$$A_{l,i} = d_{l,i} \cdot \text{decision} \cdot A_{l,i} \cdot d_{l,i}$$

여기서 d_l 는 다음 식 27과 같은 확률을 갖는 랜덤 변수로 모델링이 가능하다.

$$d_l = \begin{cases} -1 & \text{with probability } P^{(l)} \\ 1 & \text{with probability } 1 - P^{(l)} \end{cases}$$

여기서 오류 확률 $P^{(l)}$ 는 다음 식 28과 같으며, 이 때의 평균 신호 대 잡음 비율(SNR) γ 는 식 29와 같

다.

$$N_{k,l} = \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^L \mathbf{1}_{\{i=j\}}$$

$$N_{k,l} = \sum_{i=1}^K \mathbf{1}_{\{i=l\}}$$

여기서 $\mathbf{1}_{\{i=j\}}$ 와 비트 오류율(BER)은 $P_{k,l}$ 의 함수가 되므로 본 발명에서는 잠정 판정의 정확도를 높이기 위한 방안을 제시한다.

기존에는 각 핑거들의 데이터 심볼들이 결합된 데이터 심볼을 이용하여 판정 오류를 감소시켰다. 이 때

잠정 판정(temporary decision)한 추정값 $\hat{N}_{k,l}$ 에 의해 복조된 신호 $\hat{y}_{k,l}$ 는 다음 식 30이며, 데이터 채널에 의한 채널 추정값은 식 31이다.

$$\hat{y}_{k,l} = \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^L \mathbf{1}_{\{i=j\}} \hat{N}_{k,l} d_{i,j} + \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^L \mathbf{1}_{\{i \neq j\}} \hat{N}_{k,l} d_{i,j}$$

$$\hat{N}_{k,l} = \frac{1}{2K_c + 1} \sum_{i=1}^{2K_c + 1} \hat{N}_{k,l,i}$$

여기서 한 슬롯당 전용물리제어채널(DPCCH)은 $(2K_c+1)$ 비트, 전용물리데이터채널(DPDCH)은 $(2K_d+1)$ 비트로 하면, 데이터채널 및 파일럿채널에 대한 새로운 채널 추정값은 다음 식 32가 된다. 여기서 파일럿채널에 대한 채널 추정값은 이미 언급된 식 9와 같다.

$$\hat{N}_{k,l} = \frac{1}{(2K_c + 1) + (2K_d + 1)} \left(\sum_{i=1}^{2K_c + 1} \hat{N}_{k,l,i} + \sum_{j=1}^{2K_d + 1} \hat{N}_{k,l,j} \right)$$

이 경우 채널 추정 오차에 대한 평균 스퀘어 오차(mean square error)인 σ^2 를 구하면, 비트 오류율을 정량 분석할 수 있다.

그러나 본 발명에서는 도 6에 보인 바와 같이 각 핑거의 잠정 판정값이 모두 일치하는 경우의 데이터 심볼만을 2차 채널 추정에 다시 이용하기 때문에, 식 26에 나타낸 잠정 판정값은 기존과 동일하지만 d_i 는 다음 식 33과 같이 달라진다.

$$d_i = \begin{cases} 0 & \text{with probability } 1 - P_{k,l} \\ -1 & \text{with probability } P_{k,l} P_{k,l} \\ 1 & \text{with probability } P_{k,l} (1 - P_{k,l}) \end{cases}$$

여기서 $P_{k,l}$ 는 K_p 개 핑거의 잠정 판정값이 모두 일치되는 확률이며, $P_{k,l}$ 는 모든 핑거에서 오류가 발생하는 확률이다.

이 때 상기한 식 33에서와 같이 K_p 개의 핑거 모두에서 오류가 없을 확률과 모든 핑거에서 오류가 발생하는 확률($P_{k,l}$)의 합으로 $P_{k,l}$ 를 나타내면 다음 식 34와 같다.

$$P_{k,l} = \sum_{i=1}^{K_p} (1 - P_{k,l}^i) + P_{k,l}^i$$

여기서 P_0 는 다음 식 35와 같다.

$$P_0 = \frac{1}{2K_0 + 1} \sum_{k=0}^{2K_0} P_k$$

또한 상기 35식에서 P_k 는 다음 식 36과 같다.

$$P_k = \frac{1}{2K_0 + 1} \sum_{k=0}^{2K_0} P_k$$

여기서 $\bar{\gamma}$ 는 상기한 식 21과 같이 나타낼 수 있는 p 번째 핑거의 평균 신호 대 잡음비율(SNR)이며, 한 슬롯당 전용물리제어채널(DPCCH)은 $(2K_0+1)$ 비트, 전용물리데이터채널(DPDCH)은 $(2K_0+1)$ 비트라 할 때 $(2K_0+1)$ 비트의 데이터 심볼 중 K_0 개의 각 핑거에서 잠정 판정값이 모두 일치하는 비트의 개수 K_0 는 다음 식 37과 같다.

$$K_0 = \frac{1}{2K_0 + 1} \sum_{k=0}^{2K_0} K_k$$

이에 따른 데이터채널 및 파일럿채널에 대한 새로운 채널 추정값은 다음 식 38이 된다. 여기서 파일럿채널에 대한 채널 추정값은 이미 언급된 식 9와 같다.

$$\begin{aligned} \hat{h}_k &= \frac{1}{2K_0 + 1} \sum_{k=0}^{2K_0} \hat{h}_k \\ \hat{h}_k &= \frac{1}{2K_0 + 1} \sum_{k=0}^{2K_0} \hat{h}_k \\ \hat{h}_k &= \frac{1}{2K_0 + 1} \sum_{k=0}^{2K_0} \hat{h}_k \end{aligned}$$

이 경우 식 14와 같이 채널 추정 오차에 대한 평균 스퀘어 오차(mean square error)인 σ^2 를 구하면, 비트 오류율을 정량 분석할 수 있다. 이 때 σ^2 는 P_0 와 P_0 의 함수가 된다.

예로써, 128kbps의 채널에 대해 정량 분석하면 도 8 및 도 9와 같다.

도 8 및 도 9의 각 예에서는 $A_0=A_0=1$ 로 하였으며, 도 7에서와 같이 P_0 가 줄어들기 때문에 비트 오류율(BER) 이득이 생긴다.

도 7은 각 채널 추정 기법에 따른 잠정 판정값의 오차 비율을 나타낸 그래프로서, 도 7에 의하면 K_0 가 3 이상일 때 각 핑거들의 데이터 심볼들이 결합된 데이터 심볼을 이용하여 판정 오류를 감소시키는 기존과 달리 잠정 판정의 정확도가 높아짐을 알 수 있다.

또한 본 발명의 채널 추정 방법에 의한 시뮬레이션 결과는 이동 평균에 의한 채널 추정의 시뮬레이션 결과에 비해 0.5dB 정도의 이득이 있다. 이는 도 8에서와 같이 정량 분석 결과에서도 이득이 있음을 알 수 있다.

특히 K_0 를 증가시키면 P_0 가 줄어들고 역시 P_0 도 작아져, 잠정 판정값이 서로 일치하는 비트 수인 K_0 역시 감소한다. 따라서 본 발명에서는 적당한 K_0 값을 선정해야 하는데, K_0 값을 3으로 두는 것이 정량 분석 결과와 시뮬레이션 결과에서 모두 최적임을 알 수 있다.

발명의 효과

이상에서 설명된 본 발명의 채널 추정 방법 및 장치에 따르면, 차세대 이동통신 시스템의 수신측에서 파일럿채널 및 데이터채널을 동시에 채널 추정에 이용할 때, 본 발명에서와 같이 동일 타이밍의 잠정 판정값들이 서로 일치되는 해당 데이터 심볼을 이용하여 2차 채널 추정을 수행하므로 데이터 심볼을 보상하기 위한 잠정 판정의 정확도가 높아진다. 이에 따라 데이터 심볼과 파일럿 심볼을 이용하여 계속 변해가는 채널을 보다 정확하게 추정할 수 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1

다중경로 채널을 통해 수신된 파일럿 심볼을 이용하여 1차 채널 추정을 수행하는 단계와,

상기 수행된 1차 채널 추정에 의한 채널 추정값을 이용하여 각 경로를 통해 수신된 데이터 심볼들에 대한 각 핑거의 잠정 판정값을 계산하는 단계와,

상기 계산된 각 핑거의 잠정 판정값 중에서 동일 타이밍에 해당하는 상기 계산된 각 핑거의 잠정 판정값을 비교하는 단계와,

상기 동일 타이밍에 해당하는 상기 계산된 각 핑거의 잠정 판정값 중 상기 잠정 판정값이 일치하는 해당 데이터 심볼에 대하여 2차 채널 추정을 수행하는 단계로 이루어지는 것을 특징으로 하는 채널 추정 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서, 상기 2차 채널 추정을 수행하는 단계는,

상기 동일 타이밍에 해당하는 상기 계산된 각 잠정 판정값 중 동일한 잠정 판정값이 상기 각 다중경로에 대해 모두 일치하는 경우 해당 데이터 심볼에 대하여 상기 2차 채널 추정이 수행되는 것을 특징으로 하는 채널 추정 방법.

청구항 3

다중경로 채널을 통해 수신된 파일럿 심볼을 이용하여 1차 채널 추정을 수행하는 제1 채널 추정부와,

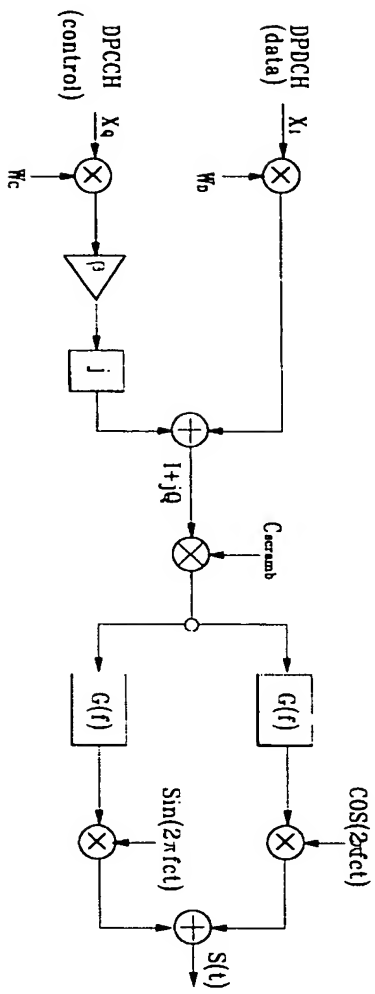
상기 제1 채널 추정부의 각 경로별 채널 추정값을 이용하여 각 경로를 통해 수신된 데이터 심볼들에 대한 각 잠정 판정값을 계산하는 복수개의 잠정 판정부와,

상기 복수개의 잠정 판정부에서 계산된 각 잠정 판정값 중 동일 타이밍에 계산된 잠정 판정값 중 동일 타이밍에 계산된 잠정 판정값을 비교하고, 상기 비교 결과 동일한 잠정 판정값을 갖는 경우의 해당 잠정 판정값을 데이터 심볼의 복조 기준으로 출력하는 판정값 비교부와,

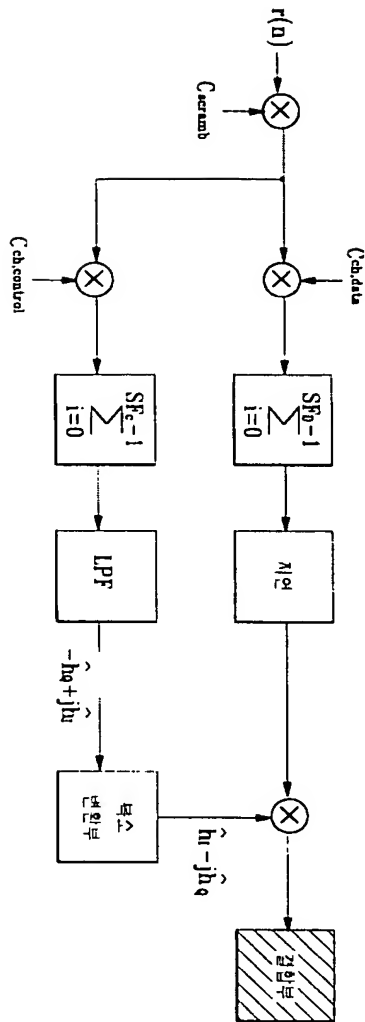
상기 판정값 비교부에서 제공된 복조 기준에 따라 해당 데이터 심볼을 복조하고, 상기 복조된 데이터 심볼과 상기 파일럿 심볼을 함께 이용하여 2차 채널 추정을 수행하는 제2 채널 추정부로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 추정 장치.

도면

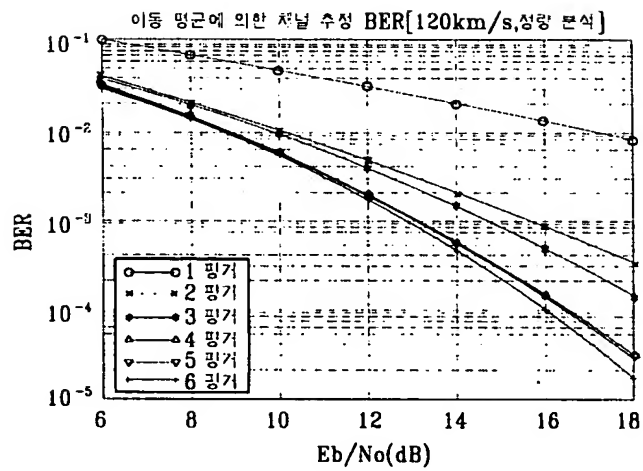
105



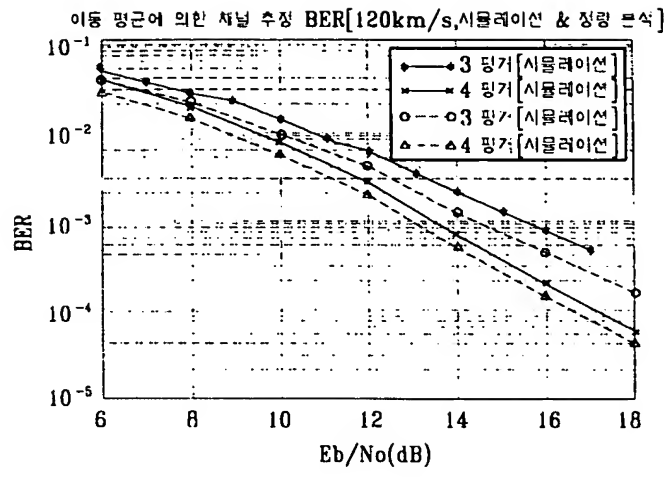
도면2



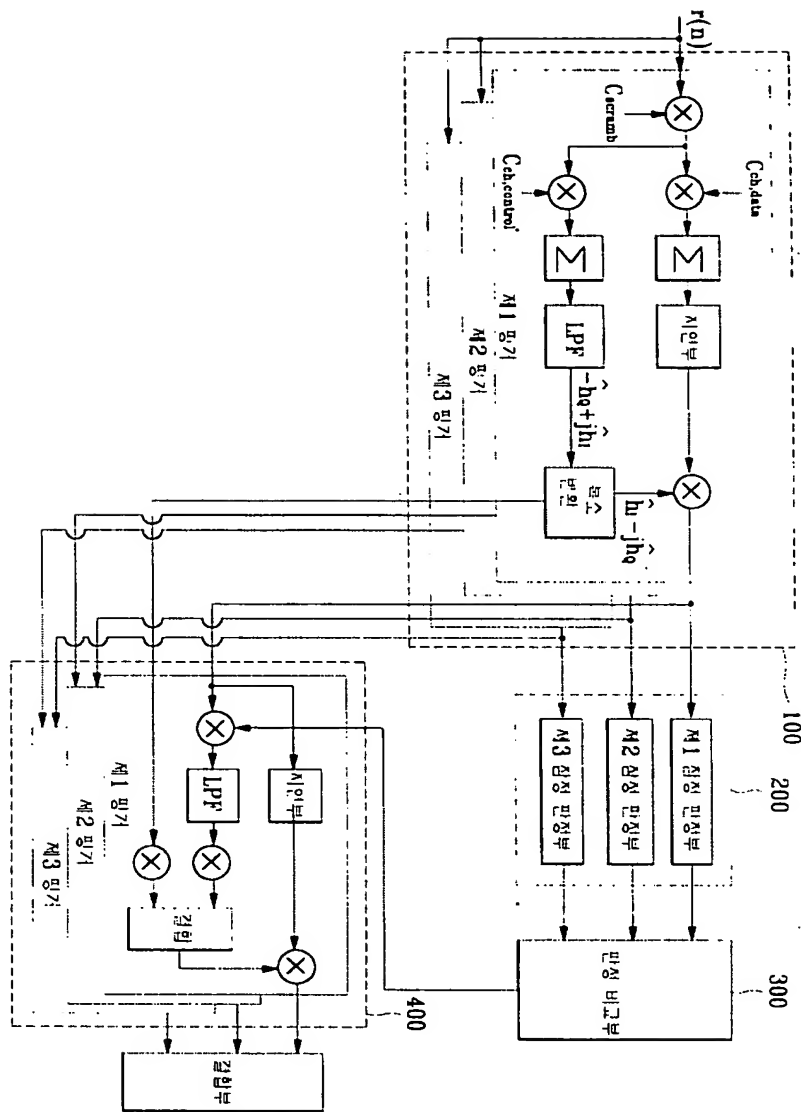
도면3



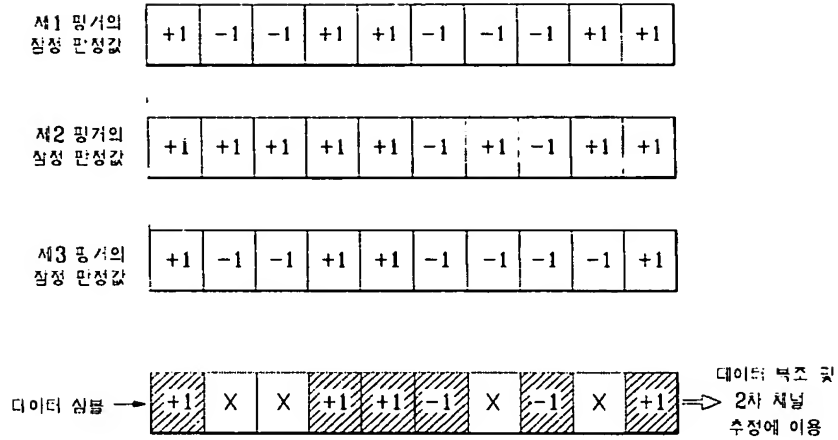
도면4



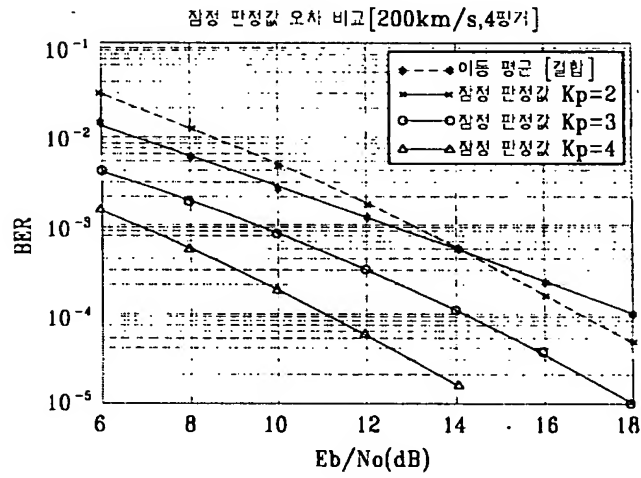
도면5



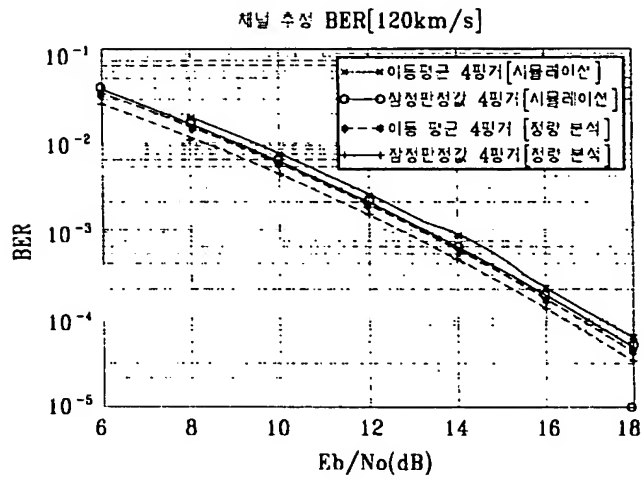
도면6



도면7



도면8



도면9

